

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

PCT/JP/01 17 DEC 2004

10/518677

(43) 国際公開日
2004年12月2日 (02.12.2004)

PCT

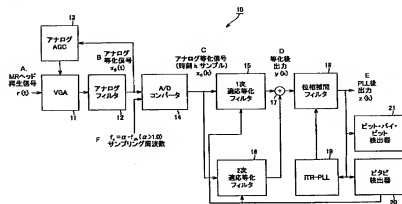
(10) 国際公開番号
WO 2004/105025 A1

- (51) 国際特許分類: G11B 20/14, 20/10, 20/18
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2004/007451
- (22) 国際出願日: 2004年5月25日 (25.05.2004)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願2003-148122 2003年5月26日 (26.05.2003) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): ソニー株式会社 (SONY CORPORATION) [JP/JP]; 〒1410001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてののみ): 梶原 祥行 (KAJIWARA, Yoshiyuki) [JP/JP]; 〒1410001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内 Tokyo (JP); 井野 浩幸 (INO, Hiroyuki) [JP/JP]; 〒1410001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 小池 晃, 外(KOIKE, Akira et al.); 〒1000011 東京都千代田区千代田一丁目1番7号 大和生命ビル 11階 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT,

[続葉有]

(54) Title: SIGNAL PROCESSING DEVICE AND SIGNAL PROCESSING METHOD

(54) 発明の名称: 信号処理装置及び信号処理方法



13. ANALOG AGC
A. MR HEAD REPRODUCTION SIGNAL
B. ANALOG EQUALIZATION SIGNAL
C. ANALOG EQUALIZATION SIGNAL (TIME X SAMPLE)
D. AFTER-EQUALIZATION OUTPUT
E. AFTER-PLL OUTPUT
F. SAMPLING FREQUENCY
12. ANALOG FILTER
14. A/D CONVERTER
15. PRIMARY ADAPTIVE EQUALIZATION FILTER
16. SECONDARY ADAPTIVE EQUALIZATION FILTER
17. PHASE INTERPOLATION FILTER
18. PHASE INTERPOLATION FILTER
19. ITR-PLL
20. BIT-BY-BIT DETECTOR
21. BIT STREAM OUTPUT

(57) Abstract: There is provided a signal processing device for correcting non-linear distortion of a reproduction signal. The signal processing device includes a secondary adaptive equalization filter (16) connected in parallel to a primary adaptive equalization filter (15) for correcting non-linear distortion of an analog equalization signal $x(k)$. The outputs of the primary adaptive equalization filter (15) and the secondary adaptive equalization filter (16) are added by an adder (17). The addition output is supplied as an after-equalization output $y(k)$ to a phase interpolation filter (18). The phase interpolation filter (18) performs phase interpolation according to the filter output of the primary adaptive equalization filter (15) and the filter output of the secondary adaptive equalization filter (16). The filter output of the phase interpolation filter (18) is supplied to an ITR-PLL circuit (19).

(57) 要約: 本発明は、再生信号の非線形歪みを補正するようにした信号処理装置であり、アナログ等化信号 $x(k)$ が有する非線形歪みを補正するために、1次適応等化フィルタ (15) に並列に接続された2次適応等化フィルタ (16) を備える。1次適応等化フィルタ (15) と2次適応等化フィルタ (16) のフィルタ出力は、加算器 (17) にて加算され、その加算出力は、等化後出力 $y(k)$ として位相補間フィルタ

[続葉有]



LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

- (84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE,

添付公開書類:
— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(18) に供給される。位相補間フィルタ (18) は、1 次適応等化フィルタ (15) のフィルタ出力と 2 次適応等化フィルタ (16) のフィルタ出力に基づいて位相の補間を行う。位相補間フィルタ (18) のフィルタ出力は、I T R-PLL 回路 (19) に供給される。

明細書

信号処理装置及び信号処理方法

技術分野

本発明は、信号処理装置及び信号処理方法に関し、特に、非線形な歪を有する再生信号が入力される信号処理装置及び信号処理方法に関する。

本出願は、日本国において2003年5月26日に出願された日本特許出願番号2003-148122を基礎として優先権を主張するものであり、この出願は参照することにより、本出願に援用される。

背景技術

磁気記録や光記録等の記録方式を採用したストレージ装置は、その信号の再生チャンネルとしてアナログ回路によって構成されたアナログ信号処理ブロックと、デジタル回路によって構成されたデジタル信号処理ブロックを備える。これらの信号処理ブロックは、従来入力信号が線形であると仮定して構築された線形信号処理理論に基づいて設計されている。一般的に、アナログ回路は完全に理想的な線形な応答をすることはない。しかし、通常はその応答中の非線形性が十分に小さいため、近似的に線形な信号とみなすことが可能であり、線形理論に基づいた信号処理装置がその効果を十分に発揮してきた。

近年、ストレージ技術が発達し、その記録密度が向上するにつれて、再生信号中に無視できないほど大きな非線形が現れるようになってきた。その非線形性が位相同期ループ（Phase Locked Loop：PLL）性能の悪化や、適応等化フィルタの収束性の悪化、さらにはデータの検出時における誤り率の劣化などをもたらしている。

これら再生信号の非線形性の原因として代表的なものは、信号検出器起因の非線形性、記録媒体起因の非線形性である。信号検出器起因の非線形性の代表的な

例として、磁気記録の再生ヘッドとして用いられるMR (Magnetoresistive) ヘッドの磁界電圧変換特性の非線形応答、ベースライン・シフトなどが挙げられる。また光記録で用いられるフォト・ディテクタの持つ非線形応答もある。検出器起因の非線形性ではないが、磁気記録媒体に対し、高密度データを書き込む際に、再生信号は非線形ビット・シフトを引き起こすことが広く知られている。

記録媒体起因の非線形性の例としては、相変化ディスクで顕著に現れる再生信号の上下非対称性などがある。代表的な例は、磁気記録、光記録媒体ともにその記録密度が高い状態における非線形符号間干渉 (Non Linear InterSymbol Interference : NLISI)、光記録における媒体の反射率の非線形性もたらず信号の上下非対称性などが挙げられる。

そして、近年、記録容量のさらなる向上を目指して試みられている媒体への高密度記録化によって発生する信号の非線形歪み及び高性能であるが非線形応答を持つ検出器を使用することで発生する信号の非線形歪みは、装置全体のさらなる性能向上を阻害する大きな要因となっている。

このような非線形歪みが従来の信号処理装置にもたらず悪影響をいくつか挙げる。先ず一般的なデジタル信号処理装置に実装される最小二乗法 (Least Mean Square : LMS) アルゴリズムなどを用いた1次適応等化フィルタを例にする。この1次適応等化フィルタでは、先ず非線形歪みの無い入力波形に対しては所定の等化方式に従った目標とする検出値と実際に検出された信号との間の誤差信号を検出する。そして、その誤差信号の2乗を最小にするようなタップ係数へ収束することが原理として保証されている。

ところが、その理論上では上下非対称性 (アシンメトリ) に代表される非線形歪みを補正することはできない。しかし1次適応等化フィルタはそのアルゴリズムの性質上、ただ検出によって得られる2乗誤差を最小にするようなタップを探索する。このために、アシンメトリを持った入力波形は線形信号が本来収束するはずの理想的なタップ係数とはかけ離れたものに収束する可能性を持つ。

これは線形信号を等化することを目的とする1次適応等化フィルタに入力する信号が非線形歪みを持つ場合、本来、非線形等化誤差を補正することを想定していない適応等化アルゴリズムに従うことによる、予想外の新たな等化誤差をもた

らす可能性を示している。例えば再生信号にDC成分を持つ場合を考える。線形信号を等化することを目的とする1次適応等化フィルタは本来前記DC成分を持つ再生信号を補正することは不可能である。しかし、実際に、前記1次適応等化フィルタは、検出点での誤差を最小にしようとして信号の低域成分を犠牲にしてDC成分を減少させる。これにより、検出点での信号誤差の分散値は減少するが、ストレージ製品において最も重要な要素の1つであるエラーレートの劣化をもたらすおそれがある。

また、入力信号の非線形歪みは位相同期ループ (Phase Locked Loop : PLL) の位相誤差計算に悪影響を及ぼす。これは、以下の理由による。すなわち、通常の位相誤差計算は上下対称な信号を前提に行われている。このために、上下非対称な信号の位相誤差を計算してしまった場合、その計算精度が劣化する。また、位相誤差計算に使用するビット・バイ・ビット検出された検出値のエラーレートが劣化する。これら計算精度の劣化や、エラーレートの劣化が原因となり、結果的にPLLの位相同期性能も大幅に劣化することになることとなる。

このように非線形歪みを持つ信号が信号処理装置に入力されることによって、PLL性能が悪化し、それに伴いビット・バイ・ビット検出精度の悪化をもたらし、1次適応等化フィルタの収束性を劣化させる。さらには再生信号のエラーレートを悪化させることで、装置全体の性能を劣化させることが問題となっている。

ところで、非線形歪みを持つ信号を非線形等化するための方法として、多項式フィルタを適応等化フィルタとして実装する手法が様々な信号処理分野において提案されている。一般的に多項式フィルタはボルテラ・フィルタ (Volterra filter) と呼ばれ、その応用は多岐にわたる。ボルテラ・フィルタはLMSやRLSなどの適応等化理論に従ってそのタップ係数を最適化することが可能である。文献「"Adaptive Polynomial Filters", V. John Mathews, IEEE SP Magazine, July, 1991 pp10-26」には適応等化ボルテラ・フィルタの理論が詳細に記載されている。

アシンメトリに代表される非線形性を持つ信号が入力される信号処理装置の例として、MRヘッドを使用したハードディスクドライブが挙げられる。しかし、ボルテラ・フィルタは、従来の一般的なハードディスクドライブには用いられる

ことがない。MRヘッドを使用した一般的なハードディスクドライブにおいては、アナログ又はデジタル回路中にアシンメトリを補正する回路を実装し、出荷時の初期設定で最適なパラメータを決定し、設定レジスタに記憶させれば十分である。これは一般的なハードディスクドライブは媒体とヘッドが固定式であり、両者の機械的な相対位置の変動が起こりえないためである。また、磁気ヘッドがエアベアリングによる浮上式であるため、双方の磨耗など使用時の経時劣化がほとんど起こらないためでもある。

それに対して、テープ媒体を使用したデジタルデータ磁気記録再生装置、リムーバブル式の光ディスク装置などは、媒体の交換によってヘッドと媒体の機械的な相対位置の変化が常に生じる。さらには、リムーバブル式ハードディスクドライブも含めて考えた場合に、各媒体の磁気・光学特性及びカートリッジ個々の機械的精度のばらつきもある。これら相対的位置の変化やばらつきなどから、同一ドライブ間及び他のドライブ間で再生信号に生じる非線形性は容易に変化する。また、例えばテープ媒体用のデジタルデータ磁気記録再生装置ではヘッドと媒体が接触しているために、ヘッド・媒体ともに磨耗による経時劣化が生じ、それがヘッド自体の非線形性を時々刻々変化させる要因となる。

以上の点から、リムーバブル式又は媒体とヘッドが接触するデジタル記録再生装置では、非線形性の補正によるエラーレートの改善を図る必要がある。しかし、そのエラーレートの改善には、ドライブの初期設定のみでは対応できず、カートリッジの交換時及び時間の経過とともに変化する非線形信号に対して、自動的に追従する適応等価フィルタを実装することが望ましい。これによって媒体の交換、経時劣化による再生ヘッドなどの非線形応答の変化にも十分に対応でき、良好なエラーレートを維持することが可能となる。

そこで、従来、前記非線形な歪を持つ再生信号、例えば、HDDの磁気再生ヘッドや光ディスクドライブのフォト・デテクタなどから入力された再生信号を、適応等化器を用いた構成の信号処理装置によって処理することが考えられている。

例えば特開平10-261205号公報には、磁気記録再生装置の非線形要因が混入するデータの再生系として、異なる等価特性を有する複数の等化器から構成される並列等化器群と、最小の誤差等化を示す等化器を判定する回路を備える

構成の磁気記録再生装置及び再生補償装置が開示されている。

また、従来非線形な歪を持たない再生信号を適応等化器によって等化するには、図1に示すような構成の信号処理装置100が一般的に用いられてきた。

図1に示す信号処理装置100は、一般的に用いられているアナログ電圧制御発振器(voltage controlled oscillator: VCO)ベース磁気記録用PLL後段にデジタル適応等化フィルタを実装した装置例である。非線形な歪を持たないヘッド再生信号 $x(t)$ は、アナログ・フィルタ101により等化され、A/Dコンバータ102によりデジタル信号へ変換される。このデジタル信号は、デジタル適応等化フィルタ103及び位相誤差計算器105に供給される。

デジタル適応等化フィルタ103は、ビタビ検出器111から得られた検出データを用い、前記デジタル信号と理想的な等化後信号との間の残留等化誤差を求め、この残留等化誤差を用いて適応等化フィルタタップ係数を最終的に補正する。しかしながらPLL回路104には線形適応等化された信号ではなく、アナログフィルタによる等化のみが行われた信号が供給されることとなる。

PLL回路104は、位相誤差計算器105と、ループフィルタ106と、D/Aコンバータ107と、電圧制御発振器(VCO)108から構成される。位相誤差計算器105は、アナログ・フィルタ101によってアナログ等化された後、D/Aコンバータ107でデジタル化された信号の位相誤差を計算する。ループフィルタ106は、前記位相誤差に適当なフィルタ係数を用いてその比例項、微分項、積分項を出力する。D/Aコンバータ107は、位相誤差の積分値をアナログ信号に変換する。

VCO108は、周波数シンセサイザ109からのチャンネル周波数 f_{ch} を用い、アナログ化された位相誤差信号から位相を補正するためのサンプリングクロック f_s を生成し、A/Dコンバータ102に供給する。そして、A/Dコンバータ102は、前記サンプリングクロック f_s を用いてアナログ・フィルタ101のフィルタ出力信号の位相を合わせる。

一般的な信号処理装置においては前記の例のようにPLL装置の後段に適応等化フィルタが実装されることが多い。しかし、理想的にはPLLの前段に適応等化フィルタを実装し、PLL動作は等化後の理想的な波形と比較した歪の少ない

データを用いてPLLによる位相同期を行うことが望ましい。これは記録密度向上に伴う等化前の信号のSNRが低い信号処理システムにおいて、等化誤差の大きい信号が入力される場合にはさらにビット・バイ・ビット検出のエラーレートが劣化し、位相誤差計算器が誤動作を行うためである。

それに対してディジタルPLLとしてPLL前段に適応等化フィルタを実施することのできる構成例として、補間による位相同期 (Interpolated Timing Recovery: ITR) 方式のディジタル信号処理用位相同期ループが実用化されている。文献「A MMSE Interpolated Timing Recovery Scheme for The Magnetic Recording Channel', Zi-Ning Wu, John M. Cioffi, et al., Communications, 1997. ICC '97 Montreal, Towards the Knowledge Millennium. 1997 IEEE International Conference on, Volume: 3, 1997 pp1625 -1629 vol. 3,」及び文献「Interpolated Timing Recovery for Hard Disk Drive Read Channels' MarkS purbeck, Richard T. Behrens, Communications, 1997. ICC '97 Montreal, Towards the Knowledge Millennium. 1997 IEEE International Conference on, Volume: 3, 1997 pp1618 -1624 vol. 3」には、ITR方式を用いたディジタルPLLを磁気記録用データ再生の分野に応用する手法が記載されている。この方式は光記録再生信号用の構成にすることも容易である。

図2には、磁気記録再生信号用ITR-PLL125の前段にディジタル適応等化フィルタを設けた代表的な構成の信号処理装置120を示す。非線形歪を持たないヘッド再生信号 $x(t)$ は、アナログフィルタ121に入力し、アンチ・エイリアシングされる。アンチ・エイリアシングされたヘッド再生信号は、A/Dコンバータ122に入力される。

A/Dコンバータ122には、周波数シンセサイザ126から、チャンネル周波数に対して若干高い周波数 $f_s = \alpha \cdot f_{ch} (\alpha > 1.0)$ のサンプリングクロックが供給される。そして、A/Dコンバータ122は、前記周波数 f_s で前記ヘッド再生信号をサンプリングし、時刻 k でサンプルされたヘッド再生信号 $x(k)$ を生成し、ディジタル適応等化フィルタ123に入力する。

ディジタル適応等化フィルタ123は、例えばパーシャル・レスポンス・クラスI、II、IV及びそれらの拡張パーシャル・レスポンスなど、所望の等化方式によ

って前記ヘッド再生信号 $x(k)$ を等化する。ITR方式のデジタルPLLは原理的にチャンネル周波数とサンプリング周波数の違いによって生じる余分な信号が発生する。これを信号の不整合が生じる点、すなわち位相のジャンプが生じる点として、後にデータ検出器においてそれを予測して間引くことで必要な信号のみを得ることが可能である。

デジタル適応等化フィルタ123において所望の等化方式により等化された後の信号は、位相補間フィルタ124で所望の位相シフトを施すことで位相同期が取られる。ITR方式を用いたデジタルPLL125におけるサンプリングデータの補間には、様々な方法が提案されている。

例えば、FIRフィルタによって位相を補間する場合、そのタップ係数として、Sinc関数、デジタル信号処理で用いられる各種の窓関数を乗じたSinc関数、所定の周波数特性を有するフィルタを逆フーリエ変換することによって得られるFIRフィルタ・タップ係数等が用いられる。また、サンプリングした2点又は複数点間を多項式で近似して補間する方法なども一般的に用いられる。

図1に示したアナログVCOベース磁気記録用PLL前段にデジタルフィルタを設けた構成と、図2に示したITR方式PLL前段に適応等化フィルタを設けた構成の相違は、PLLの前段に適応等化フィルタを実装できるかどうかの違いであり、それによって図2に示す構成は、PLL性能の向上が期待され、広くハードディスク製品などで採用されている。

上述したように、入力信号の非線形歪みは等化後の信号の等化特性、PLL特性などに悪影響を及ぼし、再生信号のエラーレート特性を悪化させる。特にPLL特性への影響を考えた場合、PLL位相誤差の計算誤差は位相同期性能を劣化させる。

とりわけ磁気再生ヘッドやフォト・デテクタなどから得られる再生信号の再生信号対雑音率(SNR: Signal to Noise Ratio)の低いシステム、媒体が着脱式のデータ再生装置におけるチャッキング時の機械的な相対位置誤差や、媒体性能のばらつき、さらには再生装置の再生条件によってはPLLによる位相同期機能を破綻させ、信号再生装置システムを再生不能とするおそれがある。

発明の開示

本発明の目的は、従来の技術が有する問題点を解消することができる新規な信号処理装置及び信号処理方法を提供することにある。

本発明の他の目的は、再生信号の非線形歪みを補正して、その結果PLL性能を向上させ、それに追従して等化特性、最終的には信号処理システム全体のエラーレートを向上させる信号処理装置及び信号処理方法の提供することにある。

上述のような目的を達成するために提案される本発明に係る信号処理装置は、非線形性な歪みを有する再生信号を帯域制限するとともにアナログ等化するアナログフィルタ手段と、アナログフィルタ手段のフィルタ出力の線形信号を等化するための第1の適応等化フィルタ手段と、アナログフィルタ手段のフィルタ出力が有する非線形歪みを補正するために第1の適応等化フィルタ手段に並列に接続される第2の適応等化フィルタ手段とを備える。

本発明に係る信号処理装置は、さらに、第1の適応等化フィルタ手段のフィルタ出力と第2の適応等化フィルタ手段のフィルタ出力に基づいて位相の補間を行う位相補間手段と、位相補間手段から帰還される補間出力に基づいて位相補間手段の位相を同期させる位相同期ループ手段とを備える。

また、本発明に係る信号処理方法は、非線形性な歪みを持つ再生信号を帯域制限するとともにアナログ等化するアナログフィルタ工程と、アナログフィルタ工程のフィルタ出力の線形信号を等化するための第1の適応等化フィルタ工程と、アナログフィルタ工程のフィルタ出力が有する非線形歪みを補正するために第1の適応等化フィルタ工程と並列に実行される第2の適応等化フィルタ工程とを備える。

本発明に係る信号処理方法は、さらに、第1の適応等化フィルタ工程のフィルタ出力と第2の適応等化フィルタ手段のフィルタ出力に基づいて位相の補間を行う位相補間工程と、位相補間工程から帰還された補間出力に基づいて位相補間工程の位相を同期させる位相同期ループ工程とを備えるようにしてもよい。

本発明の更に他の目的、本発明によって得られる具体的な利点は、以下において図面を参照して説明される実施の形態の説明から一層明らかにされるであろう。

図面の簡単な説明

図 1 は、アナログ VCO ベース磁気記録用 PLL 前段にデジタルフィルタを実装した装置のブロック図である。

図 2 は、磁気記録再生信号用 ITR-PLL の代表的な装置のブロック図である。

図 3 は、本発明に係る磁気記録用再生信号処理装置を示すブロック図である。

図 4 は、arctan 型 MR ヘッド非線形応答モデルを示す特性図である。

図 5 は、MR ヘッド再生波形のアシメトリ・モデルを示す特性図である。

図 6 は、バイアスポイントパラメータとアシメトリ率の関係を示す特性図である。

図 7 は、arctan 型の非線形性 MR ヘッド再生波形生成ブロックの構成図である。

図 8 は、条件 (1) (加算ノイズなし) でのアイ・パターン図である。

図 9 は、条件 (2) (加算ノイズなし) でのアイ・パターン図である。

図 10 は、適応等化後 SDNR 対入力 SNR の比較図である。

図 11 は、位相誤差分散対入力 SNR の比較図である。

図 12 は、エラーレート対入力 SNR の比較図である。

図 13 は、本発明に係る再生信号処理装置の他の例を示すブロック図である。

図 14 は、光ディスクのラジアル・スキュー変化時のエラーレート特性図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明を、いくつかの実施形態を図面を参照しながら説明する。

まず、第 1 の実施形態を説明する。この実施の形態は、磁気抵抗 (Magnetoresistive: MR) ヘッドを使用したハードディスクドライブからの MR ヘッド再生信号を処理する磁気記録用再生信号処理装置 10 である。この磁気記録用再生信号処理装置 10 には、図 3 に示すように、時刻 t における MR ヘッドの再生信号

$r(t)$ が入力される。MRヘッドは、磁界電圧変換特性が非線形応答する。このため、MRヘッドの再生信号 $r(t)$ は、MRヘッドが持つ非線形応答のために非線形歪を持つ。

磁気記録用再生信号処理装置 10 の全体的な構成を説明すると、再生信号 $r(t)$ は、可変利得増幅器 (Variable gain amplifier: VGA) 11 を通過し、アンチエイリアシング・フィルタ 12 に供給される。

アンチエイリアシング・フィルタ 12 は、VGA 11 を通過した再生信号に帯域制限及びアナログ等化を施す。アナログ・アンチエイリアシング・フィルタ 12 のアナログ・フィルタ出力はアナログ自動利得 (Auto gain control: AGC) 回路 13 に供給される。アナログ AGC 回路 13 は、アナログ・アンチエイリアシング・フィルタ 12 の出力波形振幅のピーク値を求め、理想検出値との誤差としてレベルエラーを計算する。このレベルエラーは、アナログ AGC 回路 13 内のアナログ積分フィルタに供給され、その誤差量が積分される。アナログ積分フィルタにて積分された誤差量は、VGA 11 に帰還される。VGA 11 は、再生信号 $r(t)$ の振幅のレベルを調整する。

アナログ・アンチエイリアシング・フィルタ 12 のアナログ・フィルタ出力、すなわち、等化された信号であるアナログ等化信号 $x(t)$ は、A/Dコンバータ 14 にも供給される。A/Dコンバータ 14 は、所定のサンプリング周波数にて前記アナログ等化信号 $x(t)$ をサンプリングする。この A/Dコンバータ 14 で時刻 k にサンプリングされた信号を $x(k)$ とする。この時刻 k にサンプリングされたアナログ等化信号 $x(k)$ は、1 次適応等化フィルタ 15 及び 2 次適応等化フィルタ 16 に供給される。

1 次適応等化フィルタ 15 は、前記アナログ等化信号 $x(k)$ の線形信号を等化する。最小誤差 2 乗法 (Least Mean Square: LMS) アルゴリズムなどを用いている。この 1 次適応等化フィルタ 15 では、非線形歪みの無い入力波形に対しては所定の等化方式に従った目標とする検出値と実際に検出された信号との間の誤差信号を検出する。そして、誤差信号の 2 乗を最小にするようなタップ係数へ収束することが原理として保証されている。

2 次適応等化フィルタ 16 は、前記アナログ等化信号 $x(k)$ が有する非線形

歪を補正するために、1次適応等化フィルタ15に並列に接続される。2次適応等化フィルタ16は、多項式フィルタを適用したものであり、ボルテラ・フィルタ (Volterra filter) と呼ばれる。ボルテラ・フィルタはLMSなどの適応等化理論に従ってそのタップ係数を最適化することが可能である。

1次適応等化フィルタ15と2次適応等化フィルタ16のフィルタ出力は、加算器17にて加算され、その加算出力は等化後出力 $y(k)$ として位相補間フィルタ18に供給される。位相補間フィルタ18は、1次適応等化フィルタ15のフィルタ出力と2次適応等化フィルタ16の和であるフィルタ出力に基づいて位相の補間を行う。

位相補間フィルタ18のフィルタ出力は、ITR-PLL回路19に供給される。さらに、位相補間フィルタ18からのPLL後出力 $z(k)$ は外部に導出されるとともに、ピタビ検出器20、ビット・バイ・ビット検出器21にも供給される。ピタビ検出器20の検出結果は1次適応等化フィルタ15及び2次適応等化フィルタ16に帰還される。

次に、磁気記録用再生信号処理装置10の動作について説明する。VGA11は、アナログ・アンチエイリアシング・フィルタ12のフィルタ出力を基にしてアナログAGC回路13が求めた前記アナログ・フィルタ出力の波形振幅のピーク値と理想検出値とのレベルエラーの積分値の帰還を受けて前記再生信号 $r(t)$ のレベルを調整する。

アナログ・アンチエイリアシング・フィルタ12は、7ポール2ゼロ (7 pole 2 zero) フィルタをPR4等化用にパラメータ最適化したものを用いた。このアナログ・アンチエイリアシング・フィルタ12のアナログ・フィルタ出力からアナログAGC回路13はその波形振幅のピーク値を求め理想検出値との誤差 (レベルエラー) を計算する。その後、アナログ積分フィルタでその誤差量を積分し、VGA11に帰還することで振幅をA/Dコンバータ14の入力に適正なレベルに調整する。

A/Dコンバータ14は、サンプリング周波数を $f_s = \alpha \cdot f_{ch}$ ($\alpha = 16/15$) とした。A/Dコンバータ14は、サンプリング周波数 $f_s = \alpha \cdot f_{ch}$ ($\alpha = 16/15$) のクロックにて前記アナログ等化信号 $x(t)$ をサンプリングする。

1次適応等化フィルタ15と2次適応等化フィルタ16は、次の式(1)の各項として示すことができる。

式1

$$y(k) = \sum_{i=0}^{M_1-1} h^{(1)}(k, i) \cdot x(k-i) + \sum_{i_1=0}^{M_2-1} \sum_{i_2=0}^{M_2-1} h^{(2)}(k, i_1, i_2) \cdot x(k-i_1) \cdot x(k-i_2)$$

式(1)の右辺第一項が1次適応等化フィルタ、右辺第二項が2次適応等化フィルタを示す。 $x(k)$ は時刻 k にサンプリングされた入力信号、 $y(k)$ は1次、2次適応等化フィルタの出力の和である。 M_1 は1次適応等化フィルタ15のタップ長、 M_2 は2次適応等化フィルタ16のタップ長であり、実際には $M_2 \times M_2$ だけの2次タップ数を持つ。 $h^{(1)}(k, i)$ は、1次適応等化フィルタ15の時刻 k における更新タップ係数で、そのLMSアルゴリズムによる更新式は下記に示す式(2)で表される。

式2

$$h^{(1)}(k+1, i) = h^{(1)}(k, i) + \mu^{(1)} \cdot e(k) \cdot x(k-i)$$

ただし、時刻 k における望みのフィルタ出力を $d(k)$ とすれば、望みの出力とフィルタ出力の間の誤差信号は下記に示す式(3)で表される。

式3

$$e(k) = d(k) - y(k)$$

また、 $\mu^{(1)}$ は、1次適応等化フィルタ15のステップサイズパラメータである。 $h^{(2)}(k, i_1, i_2)$ は、2次適応等化フィルタ16の時刻 k にお

ける更新タップ係数で、そのLMSアルゴリズムによる更新式は、以下の式(4)で表される。

式 4

$$h^{(2)}(k+1, i_1, i_2) = h^{(2)}(k, i_1, i_2) + \mu^{(2)} e(k) \cdot x(k-i_1) \cdot x(k-i_2)$$

$\mu(2)$ は、2次適応等化フィルタ16のステップサイズパラメータである。第1の実施形態におけるタップ長として、1次適応等化フィルタ15は $M1=12$ 、2次適応等化フィルタ16では $M2=8$ を用いた。

位相補間フィルタ18は、所望の位相シフトを施すことで位相同期が取られる。ITR方式を用いたディジタルPLL19におけるサンプリングデータの補間には、様々な方法が提案されている。

ここでは、位相補間フィルタ18のタップ長は、10タップとした。また、位相補間フィルタ18のタップ係数には時間軸上でチャンネル周期Tch毎にヌル(null)点を持つSinc関数を用い、位相の分解能は $(Tch/128)$ とした。

なお、FIRフィルタによって位相を補間する場合、そのタップ係数として、Sinc関数を用いる他、ディジタル信号処理で用いられる各種の窓関数を乗じたSinc関数、所定の周波数特性を有するフィルタを逆フーリエ変換することによって得られるFIRフィルタ・タップ係数等を用いてもよい。また、サンプリングした2点又は複数点間を多項式で近似して補間する方法などを用いてもよい。

ITR方式のディジタルPLLについては既知の技術であり、前に示した文献「'A MMSE Interpolated Timing Recovery Scheme for The Magnetic Recording Channel', Zi-Ning Wu, John M. Cioffi, et al., Communications, 1997. ICC'97 Montreal, Towards the Knowledge Millennium. 1997 IEEE International Conference on, Volume: 3, 1997 pp1625-1629 vol. 3.」、及び文献「'Interpolated Timing Recovery for Hard Disk Drive Read Channels' Mark Spurbeck, Richard T. Behrens, Communications, 1997. ICC '97 Montreal, Towards the Knowledge Millennium. 1997 IEEE International Conference on, Volume: 3,

1997 pp1618 -1624 vol. 3」にその構成が詳しく述べられている。

適応等化フィルタは、これらの文献に記述されているInverse ITRの理論によってその検出点誤差を線形補間することで、前段のチャンネル周波数に非同期な適応等化フィルタに供給する。上述した1次、2次適応等化フィルタは、従来のITR方式PLL装置の適応等化フィルタ部を置換し、チャンネル周波数に非同期な1次、2次適応等化フィルタとして動作する。

ビタビ検出器20は、例えばPR4用ビタビ検出器であり、時刻kにおける適応等化後のPLL出力のエラーレートを検出する。ビット・パイ・ビット検出器21も、時刻kにおける適応等化後のPLL出力のエラーレートを検出する。

次に、磁気記録用再生信号処理装置の効果について説明する。ここでは、磁気記録用再生信号処理装置に入力する非線形性歪を持つMRヘッド再生波形をモデリングにより求めた。

まず、非線形性歪を持つMRヘッド再生波形のモデリング方法を示す。磁気記録された媒体におけるデータ記録部分の磁化反転部分における再生波形のシミュレーションには磁気記録の再生波形の近似に一般的に用いられるローレンツ波形を用いた。下記の式(5)にその関数形を示す。

式5

$$f(t) = \frac{A}{1 + (2t/pw)^2}$$

ただし、pwはローレンツ波形の半値幅で、所定の記録密度において孤立再生波の半値幅をチャンネル・クロックの周期Tchで除算したものである。それを規格化線密度(Normalized Linear Density : NLD)として定義する。また、Aはローレンツ波形で表した磁化反転領域の孤立再生波のピーク振幅である。

MR再生ヘッドへ入力される線形な磁界は式(1)で表されたローレンツ波形と再生符号パターンとの畳み込みによって生成させた。MRヘッドの非線形応答は、前記入力磁界に対して出力電圧が非線形な応答をすることである。第1の実

施形態においてはMRヘッ드의応答曲線が \arctan 型であると仮定した。図4にその入出力特性を示す。ここでは比較のために線形応答 $y=x$ とMRヘッドモデル非線形応答 $y=\arctan(x)$ を示し、 x 軸はMRヘッドへの入力信号、 y 軸は非線形出力を示した。この図4において、 $y=\arctan(x)$ の入力範囲で x が -0.5 から 0.5 までの範囲が適正なバイアス領域であると仮定する。線形なヘッド再生波形を最大振幅 1.0 のローレンツ波形の重ね合わせで生成すると、その振幅はノイズや符号間干渉の影響を考慮してもピークトゥピーク (peak to peak) でおよそ ± 1.0 であると考えられる。したがって入力波形 x の範囲 $(-1.0 \dots 1.0)$ を \arctan 型の線形な応答をする入力定義域 $(-0.5 \dots 0.5)$ に写像し、得られた出力 y を2倍すれば \arctan 型の非線形写像によるヘッド再生波形の変換が行われる。非線形性を表現するにはバイアスポイントを変化させればよい。以下の式(6)に第1の実施形態で用いた \arctan 型のMRヘッド非線形写像の変換式を示す。

式 6

$$y = 2 \left\{ \arctan \left(\frac{x}{2} + \Delta x \right) - \arctan(\Delta x) \right\}$$

ここで Δx はバイアスポイントを示すパラメータで、それによって生じたオフセットを第二項で補正している。次に再生信号の非線形性を示すパラメータを定義する。図5にはMRヘッド再生波形のアシンメトリ・モデルを示す。孤立再生波形において、正の再生電圧の波高値を α 、負の波高値を β としたとき、以下の式(7)でアシンメトリ率 R を定義する。

式 7

$$R = \frac{\alpha - \beta}{\alpha + \beta}$$

ただし、 α 、 β は式(7)より以下の式(8)、(9)で表される。

式 8

$$\alpha = |2 \{ \arctan (0.5 + \Delta x) - \arctan (\Delta x) \}|$$

式 9

$$\beta = |2 \{ \arctan (-0.5 + \Delta x) - \arctan (\Delta x) \}|$$

このとき、バイアスポイントパラメータ Δx とアシンメトリ率 R には図 6 で示す関係があることがわかる。ただし規格化線密度は 2.25 とし、それぞれの磁化反転領域は十分に離れている。このとき得られるアシンメトリを持った孤立再生波形の平均振幅 V_{ave} は式 (10) で表される。

式 10

$$V_{ave} = \frac{\alpha + \beta}{2}$$

以降、アシンメトリを持つ孤立再生波の平均波高値を 1.0 とすることで重畳する白色ガウスノイズ (AWGN: Additive White Gaussian Noise) の大きさを決定する。MRヘッド出力後の振幅補正ゲイン G_{MR} を、平均波高値が 1.0 になるような値、すなわち、下記に示す式 (11) とする。

式 11

$$G_{MR} = \frac{2}{\alpha + \beta}$$

振幅補正ゲイン G_{MR} を用いることでアシンメトリを持つ孤立再生波形の平均

振幅は1.0となり、孤立再生波形の信号振幅を1.0とみなすことができる。この仮定のもとで適当な入力SNRを持つようにAWGNの分散の大きさを決定して加算する。

図7には以上に説明したarctan型の非線形性を持たせたMRヘッド再生波形 $x(t)$ の生成ブロックの構成図を示す。図7において、線形再生波形生成部31は、前記式(5)のローレンツ波形を生成する。MRヘッド非線形写像部32は前記式(6)の変換式にしたがってarctan型の非線形写像によるヘッド再生波形の変換を行う。

また、図7において、乗算部33は、前記式(11)に従ったMRヘッド出力後の振幅補正ゲインGMRを、MRヘッド非線形写像部32の変換出力に乗算する。また、加算部34は、乗算部33の乗算出力に、適当な入力SNRを持つようにAWGNの分散の大きさを決定して加算する。これにより、MRヘッド再生波形 $x(t)$ を生成することができる。

以上に説明したモデリング方法により生成したMRヘッド再生波形 $x(t)$ を、入力した磁気記録用再生信号処理装置10の効果の詳細について以下に説明する。

アシンメトリを持った前記MRヘッド再生波形 $x(t)$ が、図3に示すA/Dコンバータ14によるA/D変換後であって、ITR方式デジタルPLL装置19の前段に、1次適応等化フィルタ15に並列に接続された2次適応等化フィルタ16によってその性能がどのように向上するかがわかる。

始めに、ランダムデータ100,000点で適応等化フィルタのタップをトレーニングし、その収束したタップ係数をタップの初期値として利用する。そして、適応等化動作を停止した状態でランダムデータ1,000,000による適応等化後SDNR (Signal and Distortion to Noise Ratio)、エラーレート(ビット・バイ・ビット検出器)、エラーレート(PR4用ビタビ検出器)、位相誤差分散を計算する。パラメータはヘッド再生信号の入力SNRである。使用した符号は8/9レートのDCフリー符号で、パーシャル・レスポンス・クラスIV(PR4)をターゲットとして適応等化を行った。入力信号は孤立再生波の波高値が1.0のとき、アシンメトリ率 $R=0.22$ とした。以下、簡単のために2次適応等化フィルタ動作をオフした場合を条件(1)、オンにした場合を条件(2)という。入力SN

Rは、21～27dBの範囲で変化させた。

まず、2次適応等化フィルタ16の非線形歪み補正効果、とりわけアシンメトリ補正の効果を調べるために、同じ条件下でノイズを加算しない適応等化後のPR4アイ・パターンを示す。図8には条件(1)の等化後アイ・パターン、図9には条件(2)の等化後アイ・パターンを示す。

2次適応等化フィルタ16を使用していない図8のアイ・パターンは中心線Cの上半分(U)と下半分(D)のアイの大きさが非対称であり、ヘッド再生信号に与えたアシンメトリが補正されていないことがわかる。それに対して図9のように第1の実施形態で用いた2次適応等化フィルタ16による等化後信号は中心線Cの上半分(U)と下半分(D)のアイが対称であり、アシンメトリを完全に補正していることがわかる。

次に条件(1)、条件(2)について適応等化後SDNRの結果を図8に示す。ここでSDNRは検出点と実際の信号の2乗誤差分散を σ^2 、PR4の検出点レベルを $(-S, 0, S)$ としたとき、SDNRは以下の式(12)で定義する。ただし第1の実施形態では $S=1.0$ としている。

式12

$$SDNR = 10 \log_{10} (S^2 / \sigma^2)$$

このとき図10より、条件(2)はすべての入力SNR領域において条件(1)のSDNRを上回っており、これより第1の実施形態によって付加させた2次適応等化フィルタの効果によってアシンメトリを補正し、検出点での誤差分散を小さくしていることがわかる。

次に、PLLで使用する位相誤差の分散を計算した結果を示す。第1の実施形態で用いた位相誤差の計算式は、文献「Roy D. Cideciyan, F. Dolivo, et al. "A PRML System for Digital Magnetic Recording" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Volume: 10, NO.1, January 1992. Page(s): 38-56.」に記載されているタイミング勾配の式(13)を用いた。

式 13

$$\Delta\tau(k) = -\hat{z}(k) \cdot z(k-1) + \hat{z}(k-1) \cdot z(k)$$

ここで $\Delta\tau(k)$ は時刻 k における位相誤差の計算量、 $z(k)$ は時刻 k における適応等化後PLL出力、 $\hat{z}(k)$ は時刻 k における $z(k)$ のビット・バイ・ビット検出値（-1, 0, 1）である。このとき1,000,000点のランダムデータにおける位相誤差分散を条件（1）、条件（2）について計算した結果を図9に示す。このとき単位系は任意の単位系である。図11よりすべての入力SNRの値において、条件（1）よりも条件（2）の方が位相誤差分散が小さいことがわかる。これは第1の実施形態における2次適応等化フィルタ16がPLLの前段に置かれたことにより非線形歪みが補正され、位相誤差計算に用いられる信号の精度が向上し、PLLの位相誤差計算に用いられるビット・バイ・ビット検出値のエラーレートが改善され、その結果位相誤差の分散が小さくなり、PLL性能が向上していることを示す。

最後に適応等化後のエラーレートをビット・バイ・ビット検出器21及びPR4等化用ビタビ検出器20を用いて条件（1）、条件（2）について計算した結果を図12に示す。ビット・バイ・ビット検出器21によるエラーレートもビタビ検出器20によるエラーレートも条件（2）の方が条件（1）よりもエラーレート性能が向上していることがわかる。ビット・バイ・ビット検出のエラーレート向上はPLLの位相誤差計算の性能を向上させるため、図11で示したPLL位相誤差分散の性能が向上していることと矛盾しない。また非線形歪みの補正及びPLL性能の向上によって、複合的にPLL後段の検出器の性能が向上することも示されている。この結果から第1の実施形態で2次適応等化フィルタ（16）を用いることにより、アシンメトリを代表とする非線形歪みを補正し、PLL性能を向上させ、結果的にデータ再生装置のエラーレート性能を向上させていることが示された。

次に、第2の実施形態について説明する。第2の実施形態は、27GB相当の

容量を持つ直径12cmの相変化方式光ディスクを再生する図13の再生信号処理装置40である。相変化方式光ディスクでは、ラジアル方向のスキューの影響により、再生信号の上下非対称性が顕著に現れることがある。この第2の実施形態の再生信号処理装置は相変化方式光ディスクのラジアル方向のスキューにより生じる再生信号の上下非対称性を除去することを目的とする。

前記相変化方式光ディスクは、図13に示す光ディスク再生部41により再生される。光ディスク再生部41は、実験用スピンドルスタンドを備えており、ラジアル・スキューを発生できるものとする。光ディスク再生部41において再生信号は、アナログフィルタによりアンチ・エイリアシングされ、再生信号 $x(t)$ としてA/Dコンバータ42に供給される。

A/Dコンバータ42は、所定のサンプリング周波数にてアナログ等化信号 $x(t)$ をサンプリングする。このA/Dコンバータ42で時刻 k にサンプリングされた信号を $x(k)$ とする。この時刻 k にサンプリングされた等化信号 $x(k)$ は、1次適応等化フィルタ43及び2次適応等化フィルタ44に供給される。

1次適応等化フィルタ43及び2次適応等化フィルタ44、加算器45、位相補間フィルタ46、INTERPOL回路47、ビタビ検出器48、ビット・パイ・ビット検出器49は、前記第1の実施形態と同様であるのでここでは説明を省略する。ただし、本実施形態では、前記等化信号 $x(k)$ をPR(1 2 2 1)に適応等化した。そして、ビタビ検出器48によりエラーレートを測定した。なお、ビタビ検出器4によるエラーレートの測定は、1次適応等化フィルタ43、2次適応等化フィルタ44にて、十分にタップ係数を収束させた後に行った。

1次適応等化フィルタのみを用いた場合(1)と、1次・2次適応等化フィルタを併用した場合(2)とで、前記エラーレートを比較した。その比較結果を図14に示した。図14によると、ラジアル・スキューが大きい(± 0.4 以上)の領域において、1次・2次フィルタを実装した例(2)が良好なエラーレートを得ていることがわかる。これによって、第2の実施形態では光ディスクのラジアル・スキューにおけるドライブ性能のマージンが向上していることがわかる。

なお、本発明は、図面を参照して説明した上述の実施例に限定されるものではない。

なく、添付の請求の範囲及びその主旨を逸脱することなく、様々な変更、置換又はその同等のものを行うことができることは当業者にとって明らかである。

産業上の利用可能性

上述したように、本発明に係る信号処理装置は、第1の適応等化フィルタ手段によりアナログフィルタ手段のフィルタ出力の線形信号を等化し、前記第1の適応等化フィルタに並列に接続される第2の適応等化フィルタ手段によりアナログフィルタ手段のフィルタ出力が有する非線形歪みを補正するので、非線形性を持つ再生信号を除去することができる。

本発明に係る信号処理方法は、第1の適応等化フィルタ工程がアナログフィルタ工程のフィルタ出力の線形信号を等化し、この第1の適応等化フィルタ工程と並列に第2の適応等化フィルタ工程がアナログフィルタ工程のフィルタ出力が有する非線形歪みを補正するので、非線形性を持つ再生信号を除去することができる。

請求の範囲

1. 非線形性な歪みを有する再生信号を帯域制限するとともにアナログ等化するアナログフィルタ手段と、

前記アナログフィルタ手段のフィルタ出力の線形信号を等化するための第1の適応等化フィルタ手段と、

前記アナログフィルタ手段のフィルタ出力が有する非線形歪みを補正するために前記第1の適応等化フィルタ手段に並列に接続される第2の適応等化フィルタ手段と

を備えることを特徴とする信号処理装置。

2. 前記第1の適応等化フィルタ手段のフィルタ出力と前記第2の適応等化フィルタ手段のフィルタ出力に基づいて位相の補間を行う位相補間手段と、

前記位相補間手段から帰還される補間出力に基づいて前記位相補間手段の位相を同期させる位相同期ループ手段とを

さらに備えることを特徴とする請求の範囲第1項記載の信号処理装置。

3. 前記第2の適応フィルタは、ボルテラフィルタであることを特徴とする請求の範囲第2項記載の信号処理装置。

4. 前記位相補間手段から帰還される補間出力のエラーレートを検出して前記第1の適応等化フィルタと前記第2の適応等化フィルタとに供給する帰還信号を生成するビタビ検出手段をさらに備える請求の範囲第2項記載の信号処理装置。

5. 非線形性な歪みを持つ再生信号を帯域制限するとともにアナログ等化するアナログフィルタ工程と、

前記アナログフィルタ工程のフィルタ出力の線形信号を等化するための第1の適応等化フィルタ工程と、

前記アナログフィルタ工程のフィルタ出力が有する非線形歪みを補正するために前記第1の適応等化フィルタ工程と並列に実行される第2の適応等化フィルタ工程と

を備えることを特徴とする信号処理方法。

6. 前記第1の適応等化フィルタ工程のフィルタ出力と前記第2の適応等化フィ

ルタ手段のフィルタ出力に基づいて位相の補間を行う位相補間工程と、

前記位相補間工程から帰還された補間出力に基づいて前記位相補間工程の位相を同期させる位相同期ループ工程と

を備えることを特徴とする請求の範囲第5項記載の信号処理方法。

7. 前記第2の適応等化フィルタは、ボルテラフィルタであることを特徴とする請求の範囲第6項記載の信号処理方法。

8. 前記位相補間工程で得られる補間出力のエラーレートを検出して前記第1の適応等化フィルタ工程と前記第2の適応等化フィルタ工程とに帰還信号を供給するビタビ検出工程とをさらに備える請求の範囲第6項記載の信号処理方法。

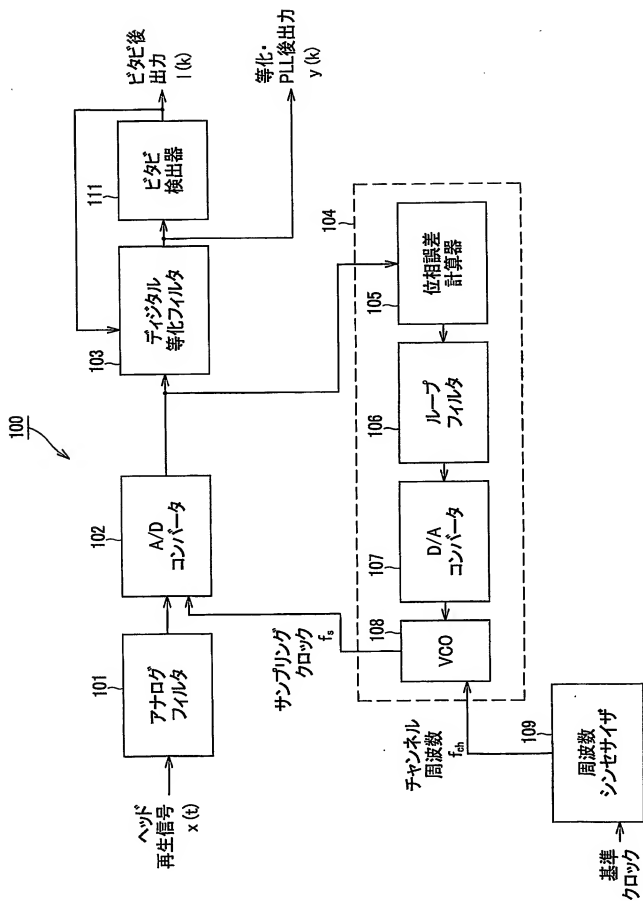


FIG. 1

2/14

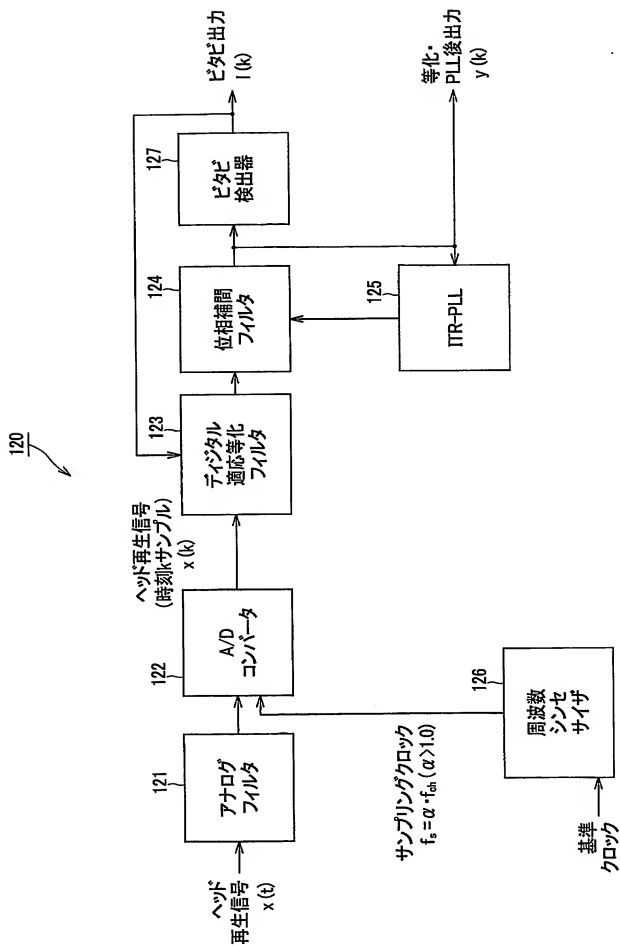


FIG.2

3/14

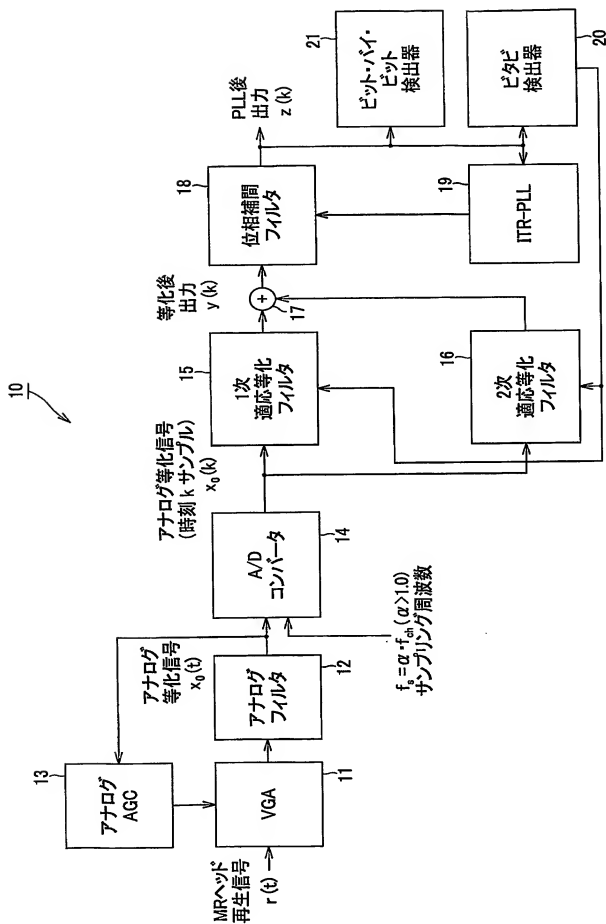


FIG.3

4/14

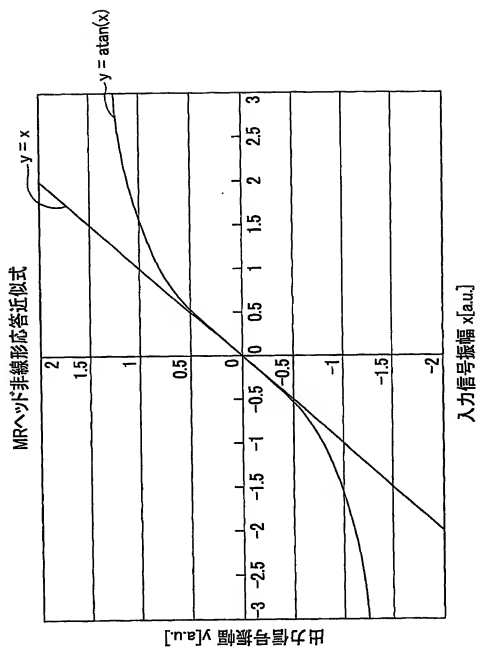


FIG.4

5/14

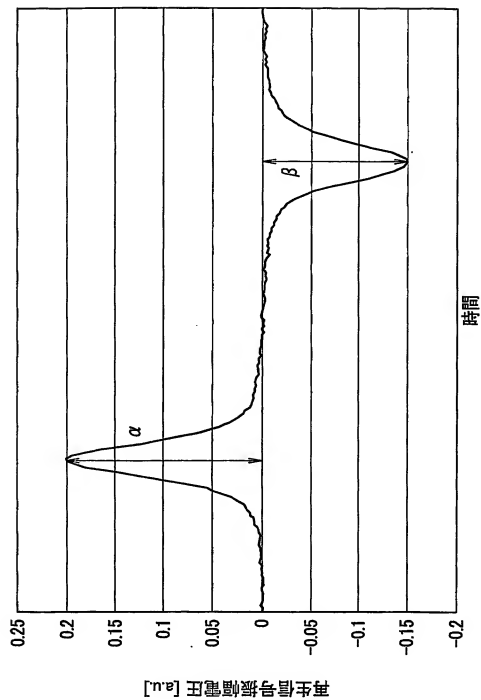


FIG.5

6/14

	$\Delta x = 0.0$	$\Delta x = 0.2$	$\Delta x = 0.4$	$\Delta x = 0.6$	$\Delta x = 0.8$	$\Delta x = 1.0$
R	0	0.083708	0.153591	0.202075	0.229168	0.239529

FIG.6

7/14

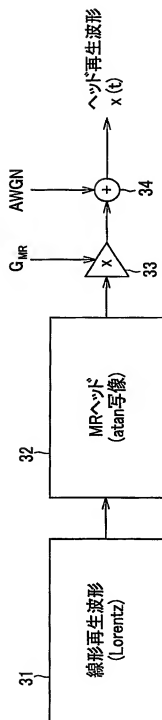


FIG.7

8/14

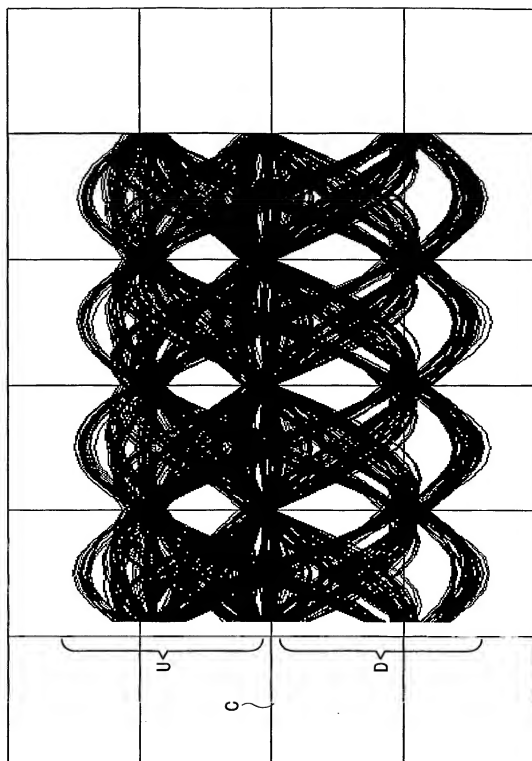
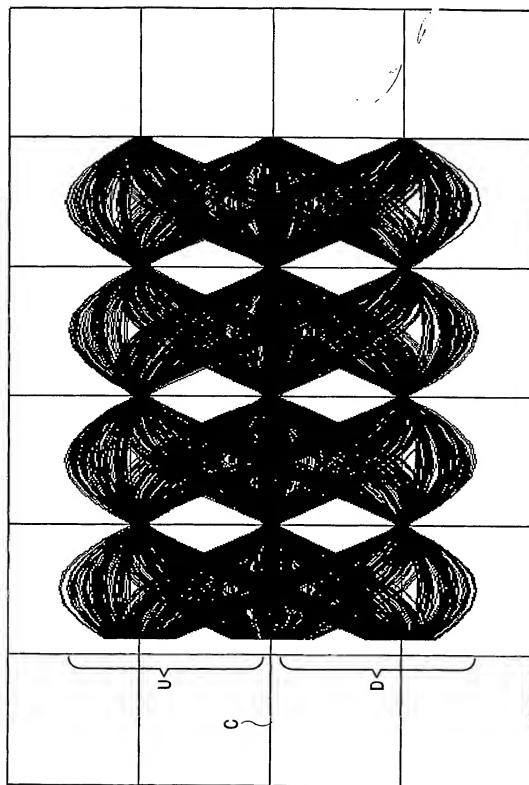


FIG.8

9/14



10/14

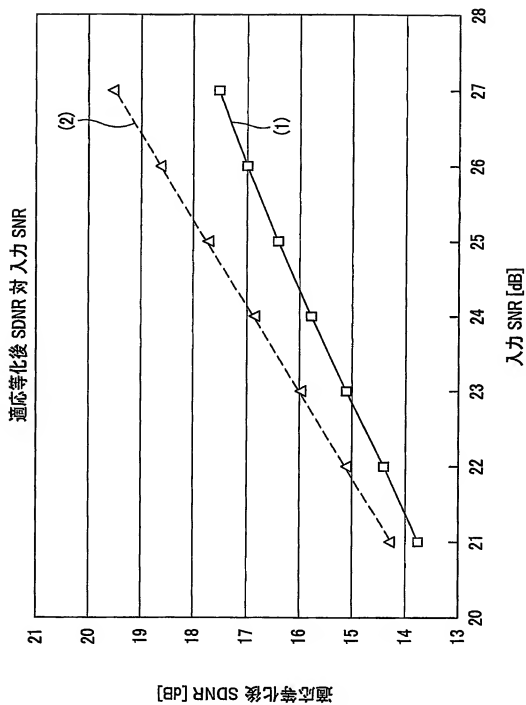


FIG.10

11/14

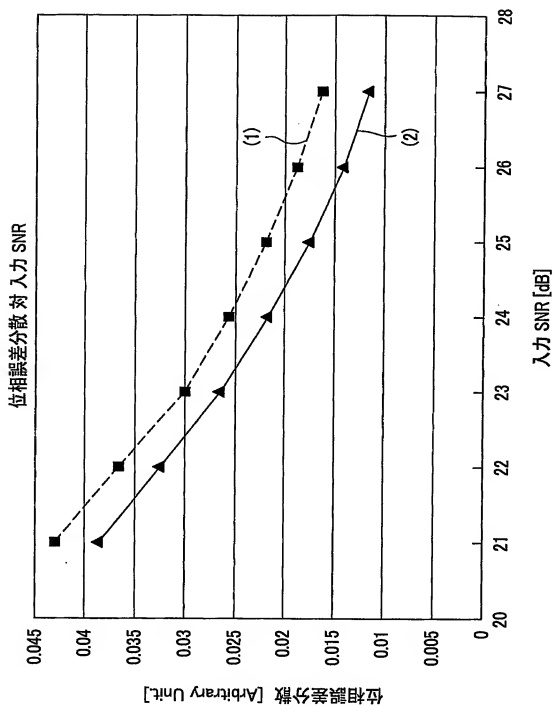


FIG.11

12/14

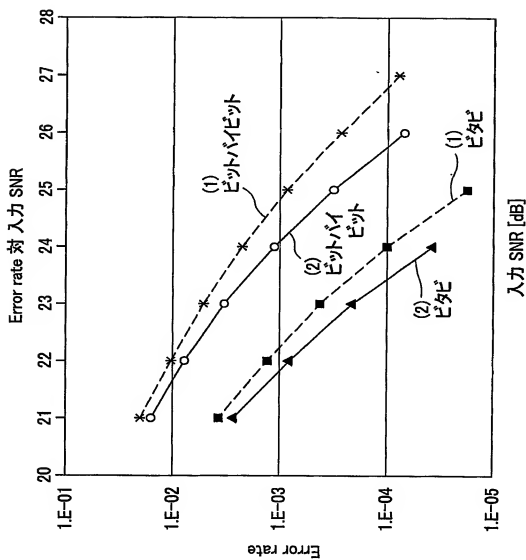


FIG.12

13/14

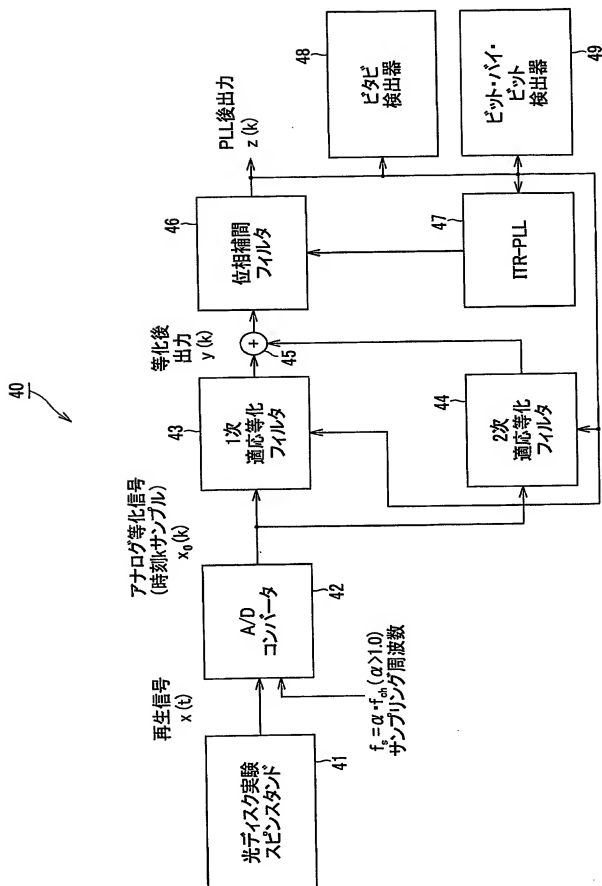


FIG.13

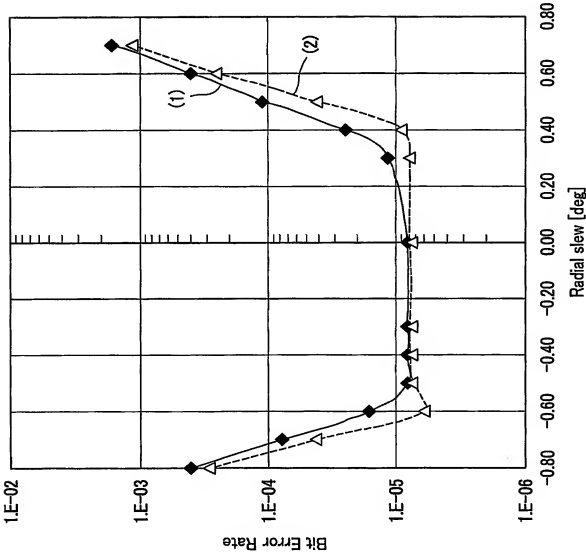


FIG.14

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/007451

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl.⁷ G11B20/14, G11B20/10, G11B20/18

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl.⁷ G11B20/14, G11B20/10, G11B20/18

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2001-195830 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 19 July, 2001 (19.07.01), Par. Nos. [0047] to [0060]; Fig. 1 & US 2002/0159350 A1	1-8
Y	Tomokazu ISHIKAWA, "Digital Volterra Filter o Mochiita Onkyo Saiseikei no Hisenkei Hizumi Jokyo ni Kansuru Kento", The Transactions of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers A, Vol.J79-A, No.7, 1996, page 1240	1-8
Y	JP 2001-344903 A (Hitachi, Ltd.), 14 December, 2001 (14.12.01), Par. Nos. [0025] to [0029]; Fig. 13 (Family: none)	4, 8

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"I" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
24 August, 2004 (24.08.04)Date of mailing of the international search report
14 September, 2004 (14.09.04)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ G11B20/14, G11B20/10, G11B20/18

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ G11B20/14, G11B20/10, G11B20/18

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年
 日本国公開実用新案公報 1971-2004年
 日本国登録実用新案公報 1994-2004年
 日本国実用新案登録公報 1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 2001-195830 A (松下電器産業株式会社) 2001. 07. 19, 段落番号【0047】-【0060】, 第 1図 & US 2002/0159350 A1	1-8
Y	石川智一, デジタルヴォルテラフィルタを用いた音響再生系の非 線形ひずみ除去に関する検討, 電子情報通信学会論文誌 A, Vo 1. J79-A No. 7, 1996, p1240	1-8

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリ

- 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

- の日の後に公表された文献
 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

24. 08. 2004

国際調査報告の送付日

4. 9. 2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

小林 大介

5Q

9848

電話番号 03-3581-1101 内線 3590

C (続き). 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 2001-344903 A (株式会社日立製作所) 2001. 12. 14, 段落番号【0025】-【0029】, 第 13図 (ファミリーなし)	4, 8